

**19 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND**



**DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT**

Offenlegungsschrift
DE 198 41 578 A 1

⑤ Int. Cl.⁷:
H 04 J 13/00
H 04 B 7/216

21 Aktenzeichen: 198 41 578.8
22 Anmeldetag: 11. 9. 1998
43 Offenlegungstag: 16. 3. 2000

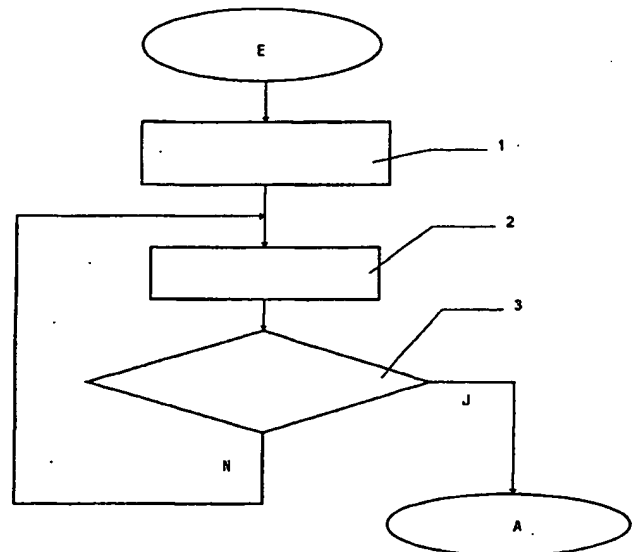
⑦ Anmelder:
Robert Bosch GmbH, 70469 Stuttgart, DE

(72) Erfinder:
Kowalewski, Frank, Dr., 38226 Salzgitter, DE

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

- ⑤ Verfahren und Vorrichtung zur Detektion von CDMA-kodierten Signalen

- 51 Multiuser-Verfahren zur Detektion von CDMA-kodierten Signalen sind aufgrund ihres hohen rechnerischen Aufwandes in der Regel nicht praktisch einsetzbar. Der rechnerisch einfache RAKE-Empfänger liefert dagegen deutlich schlechtere Detektionsergebnisse. Durch eine iterative Annäherung von Multiuser-Lösungen reduziert das erfindungsgemäße Verfahren den Rechenaufwand gegenüber herkömmlichen Multiuser-Verfahren. Eine erste Schätzung der kodierten Daten wird so lange iterativ verbessert, bis entweder ein Gütekriterium erfüllt ist oder keine Rechenzeit mehr zur Verfügung steht. Der Anwendungsbereich des Verfahrens liegt insbesondere dort, wo CDMA-kodierte und linear übertragene Signale erkannt werden sollen, insbesondere im Mobilfunkbereich bei Anwendung von CDMA-Verfahren.



DE 198 41 578 A1

DE 198 41 578 A 1

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Vorrichtung zur Detektion von CDMA-kodierten Signalen.

CDMA bietet die Möglichkeit mehrere zeitdiskrete Datenströme zu einem Gesamtsignal so zusammenzufassen, daß die ursprünglichen Datenströme aus diesem Signal wiedergewonnen werden können. Die Datenströme lassen sich auch dann wiedergewinnen, wenn die CDMA-kodierten Signale durch verschiedene lineare Filter verändert werden. Die einfachste Möglichkeit der Datendetektion bietet ein sog. Matched Filter. Bessere Ergebnisse liefert der RAKE-Empfänger, der beispielsweise in A. Salmasi, K. S. Gilhousen: "On the system design aspects of code division multiple access (CDMA) applied to digital cellular and personal communications network", Proc. IEEE Conf. Veh. Technol., St. Louis, MO, USA, Mai 1991, Seiten 57-62, beschrieben ist. Diese Detektoren erfordern nur die Kenntnis des Codes des zu detektierenden Datenstroms. Sind auch die Codes der nicht zu detektierenden Datenströme bekannt, so lassen sich die durch die fremden Datenströme verursachten Interferenzen (durch nicht orthogonale Codes) bestimmen und eliminieren. Durch entsprechende Multiuser-Verfahren kann die CDMA-Detektion wesentlich verbessert werden. Neben dem optimalen Maximum-Likelihood-Detektor, der beispielsweise in W. von Atten: "Maximumlikelihood receiver for multiple channel transmission systems", IEEE Trans. Commun., Bd. 24 (1976) 276-283, beschrieben ist, sind mehrere suboptimale Verfahren bekannt, so beispielsweise W. Sauer-Greff und R. A. Kennedy: "Suboptimal MLSE for distorted multiple-access channels using the M-algorithm", Proc. Aachener Kolloquium Signal Theorie, Aachen, März 1994, 267-270; K. S. Schneider: "Detection of code division multiplexed signals", IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., Bd. AES-15 (1979), 181-185; R. Lupas und S. Verdú: "Linear multiuser detectors for synchronous code division multiple access channels", IEEE Trans. Inform. Theory, Bd. 35 (1989), 123-136; Z. Xie, R. T. Short und C. K. Rushforth: "A family of suboptimum detectors for coherent multiuser communications", IEEE J. Select. Areas Commun., Bd. 8 (1990), 683690; und A. Duel-Hallen: "Decorrelating decision-feedback multiuser detector for synchronous code division multiple access channels", IEEE Trans. Commun., Bd. 41(1993), 285-290.

Sind die Impulsantworten der Übertragungskanäle der kodierten Datenströme bekannt, so lassen sich auch die durch die Filterungen verursachten Interferenzen eliminieren, wie dies aus J. Salz: "Digital transmission over cross-coupled linear channels", Bell Syst. Tech. J., Bd. 64(1985), 1147-1159; A. Duel-Hallen: "Equalizers for multiple input/multiple output channels and PAM systems with cyclostationary input sequences", IEEE J. Select. Areas Commun., Bd. 10 (1992), 630-639; und M. L. Honig, P. Crespo und K. Steiglitz: "Suppression of near- and far-end crosstalk by linear pre- and post-filtering", IEEE J. Select. Areas Commun., Bd. 10 (1992), Seiten 614-629 bekannt ist.

Größter Nachteil von Multiuser-Detektoren ist ihr erheblicher rechnerischer Aufwand. Selbst suboptimale Verfahren sind häufig aufgrund des rechnerischen Aufwandes nicht durchführbar. Andererseits bietet der rechnerisch einfache RAKE-Empfänger deutlich schlechtere Detektionsergebnisse.

Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, ein Multiuser-Detektionsverfahren und eine entsprechende Vorrichtung zu schaffen, die sich an der zur Verfügung stehenden Rechenleistung orientieren.

Diese Aufgabe wird durch das Verfahren mit den Merkmalen des Anspruchs 1 und die Vorrichtung mit den Merkmalen des Anspruchs 7 gelöst. Bevorzugte Ausgestaltungen der Erfindung sind Gegenstand der Unteransprüche.

Das erfindungsgemäße Verfahren zur Detektion von CDMA-codierten Signalen $\underline{d} = (\underline{d}^{(1)}, \dots, \underline{d}^{(K)})$, mit $\underline{d}^{(k)} = (d_1^{(k)}, \dots, d_M^{(k)})$, $k = 1, \dots, K$, weist die folgenden Schritte auf:

- a) Bestimmen einer ersten Detektionslösung $\hat{\underline{d}}(1)$ der CDMAcodierten Signale \underline{d} ;
- b) Berechnen einer $(n+1)$ -ten Detektionslösung $\hat{\underline{d}}(n+1)$ durch die Zuweisung $\hat{\underline{d}}(n+1) = f(\hat{\underline{d}}(n))$ als Funktion der n -ten Detektionslösung $\hat{\underline{d}}(n)$ für $n = 1, \dots, N$, wobei gilt daß die Iteration für große n gegen die Multiuser-Lösung $\hat{\underline{d}}_{MU}$ konvergiert, d. h.

$$f(\hat{\underline{d}}(n)) \xrightarrow{n \rightarrow \infty} \hat{\underline{d}}_{MU},$$

- c) Ist die Güte der Näherungslösung $\hat{\underline{d}}(n+1)$ nicht ausreichend, setze $n \rightarrow n+1$ und Fortsetzen des Verfahrens mit Schritt b),

- d) Ist die Güte der Lösung $\hat{\underline{d}}(n+1)$ ausreichend, Beenden des Verfahrens und Verwenden von $\hat{\underline{d}}(n+1)$ als Schätzwert der zu detektierenden Daten \underline{d} .

Dabei können die zu sendenden Symbole $d^{(k)}$ kontinuierliche oder diskrete Daten repräsentieren, wobei bei einer QPSK-Modulation (Quaternary Phase Shift Keying) die Symbole vorzugsweise die Werte $d^{(k)} = \pm 1, \pm i$ annehmen.

Vorzugsweise konvergiert das Verfahren für $n \rightarrow \infty$ gegen die Lösung des Zero Forcing Block Linear Estimator.

Ferner kann die Funktion des Schrittes b) gebildet werden durch

$$f(\hat{\underline{d}}) = \hat{\underline{d}} + \delta \cdot \underline{g}$$

mit einem Normalisierungsfaktor

$$\delta = \frac{\|\underline{g}\|^2}{\|A \cdot \underline{g}\|^2}$$

und einem Approximationsterm

$$\underline{g}^T = A^H \cdot (\underline{s}^T - A \cdot \hat{\underline{d}}^T),$$

wobei die Matrix A gegeben ist durch

$$A = \begin{bmatrix} b^{(1)}_1 & 0 & \dots & \\ \vdots & \vdots & & \\ b^{(1)}_Q & 0 & & \vdots \\ \vdots & b^{(1)}_1 & & \\ b^{(1)}_{Q+1W-1} & \vdots & & 0 \\ 0 & b^{(1)}_{Q+1W-1} & & b^{(K)}_1 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & b^{(K)}_{Q+1W-1} \end{bmatrix}$$

mit $\underline{b}^{(k)} = \underline{c}^{(k)} \cdot \underline{h}^{(k)}$,

wobei $\underline{c}^{(k)}$ die K verschiedenen Codes und $\underline{h}^{(k)}$ die Impulsantworten der K verschiedenen linearen Übertragungskanäle sind.

Als 1-te Detektionslösung zum Starten der Iteration wird vorzugsweise die Lösung $\hat{\underline{d}}^T(1) = A^H \cdot \underline{s}^T$ des RAKE-Empfängers verwendet. Ferner kann die erste Detektionslösung zum Starten der Iteration auf Null gesetzt werden.

Eine erfindungsgemäße Vorrichtung zur Durchführung des oben geschilderten Verfahrens umfaßt einen Datenschätzer zur Bestimmung einer ersten Detektionslösung, einen Schätzungsverbesserer zur Bestimmung einer verbesserten Detektionslösung und einen Entscheider zur Entscheidung über die Fortsetzung der Iteration.

Vorzugsweise umfaßt der Schätzungsverbesserer eine Einheit zur Berechnung eines geschätzten Sendesignals, eine Einheit zur Berechnung des normalisierten Approximationsterms $\delta \cdot \underline{g}$ und einen Addierer zur Berechnung der verbesserten Schätzung. Dabei kann die Einheit zur Berechnung des normalisierten Approximationsterms $\delta \cdot \underline{g}$ eine Einheit zur Berechnung des Approximationsterms \underline{g} , eine Einheit zur Berechnung des Normalisierungsfaktors δ und einen Multiplizierer zur Berechnung des normalisierten Approximationsterms aufweisen.

Ein besonderer Vorteil des erfindungsgemäßen Verfahrens ist darin zu sehen, daß das Verfahren nur so viel Rechenleistung erfordert, wie ihm zur Verfügung gestellt wird. Die gelieferte Lösung ist besser als die Lösung eines RAKE-Empfängers. Falls die zur Verfügung gestellte Rechenleistung ausreicht, so nähert sich die Lösung des erfindungsgemäßen Verfahrens an die Lösung des Multiuser-Verfahrens, d. h. die Lösung des Multiuser-Verfahrens wird durch das erfindungsgemäße Verfahren approximiert. Durch Vorgabe des Zeitaufwandes des Verfahrens läßt es sich leicht an verschiedene komplexe Detektionsaufgaben anpassen, z. B. im Falle zeitlich variabler Übertragungskanäle des CDMA-Systems.

Eine bevorzugte Ausführungsform der Erfindung wird nachfolgend anhand der Zeichnungen erläutert.

Fig. 1 zeigt ein Ablaufdiagramm des erfindungsgemäßen Verfahrens,

Fig. 2 zeigt ein Strukturdiagramm des Detektors, und

Fig. 3 zeigt ein Diagramm des Schätzungsverbesserers des Ausführungsbeispiels der Fig. 2.

Vor der detaillierten Erläuterung der Figuren wird jedoch erst ein kurzer Abriß der Theorie des Verfahrens gegeben.

Es seien K verschiedene zeitdiskrete digitale Datenströme

$$\underline{d}^{(k)} = (d^{(k)}_1, d^{(k)}_2, \dots, d^{(k)}_M)$$

Die zu sendenden Symbole $\underline{d}^{(k)}$ können kontinuierliche oder diskrete Daten repräsentieren. Digitale Daten werden vorzugsweise durch lineare Modulation auf diskrete komplexe Werte der Symbole $\underline{d}^{(k)}$ abgebildet, wobei bei einer QPSK-Modulation (Quaternary Phase Shift Keying) die Symbole beispielsweise die Werte $\underline{d}^{(k)} = \pm 1$ oder $\pm i$ annehmen.

Diese seien entsprechend mit K verschiedenen Codes

$$\underline{c}^{(k)} = (c^{(k)}_1, \dots, c^{(k)}_Q)$$

CDMA-codiert zu:

$$\underline{a}^{(k)} = (d^{(k)}_1 \cdot c^{(k)}_1, \dots, d^{(k)}_1 \cdot c^{(k)}_Q, \dots, d^{(k)}_M \cdot c^{(k)}_1, \dots, d^{(k)}_M \cdot c^{(k)}_Q)$$

Diese K Signale seien durch K verschiedene lineare Übertragungskanäle mit den Impulsantworten

$$\underline{h}^{(k)} = (h^{(k)}_1, \dots, h^{(k)}_W)$$

gefiltert zu:

$$\underline{s}^{(k)} = \underline{a}^{(k)} \cdot \underline{h}^{(k)}$$

Die übertragenen Signale $\underline{s}^{(k)}$ und ein zusätzliches Rauschen \underline{n} werden zu einem Gesamtsignal aufsummiert:

$$\underline{s} = \sum_{k=1}^K \underline{s}^{(k)} + \underline{n}.$$

Mit

$$\underline{d} = (\underline{d}^{(1)}, \dots, \underline{d}^{(K)}),$$

$$A = \begin{bmatrix} b^{(1)}_1 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \\ b^{(1)}_Q & 0 & \vdots \\ \vdots & b^{(1)}_1 & \\ b^{(1)}_{Q+W-1} & \vdots & 0 \\ 0 & b^{(1)}_{Q+W-1} & b^{(K)}_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots b^{(K)}_{Q+W-1} \end{bmatrix}$$

und

$$\underline{b}^{(k)} = \underline{c}^{(k)} \cdot \underline{h}^{(k)}$$

läßt sich \underline{s} durch ein lineares Gleichungssystem ausdrücken:

$$\underline{s}^T = A \cdot \underline{d}^T + \underline{n}^T,$$

wobei \underline{s}^T die Transponierte des Vektor \underline{s} ist.

Aus diesem Empfängersignal lassen sich die gesendeten Datenströme durch einen RAKE-Empfänger schätzen:

$$\underline{\hat{d}}^T = A^H \cdot \underline{s}^T$$

Dabei ist A^H die zu A transponierte und komplex konjugierte Matrix und $\underline{\hat{d}}$ ist die Schätzung der gesendeten Datenbits.

Bessere Ergebnisse erhält man mit einem sog. Multiuser-Verfahren, wie beispielsweise dem Zero Forcing Block Linear Estimator:

$$\underline{\hat{d}}^T = (A^H \cdot A)^{-1} \cdot A^H \cdot \underline{s}^T$$

Diese Lösung kann iterativ durch eine wiederholte Anwendung der folgenden Abbildung angenähert werden:

$$\underline{\hat{d}} \rightarrow \underline{\hat{d}} + \delta \cdot \underline{g}$$

mit

$$\delta = \frac{\|\underline{g}\|^2}{\|A \cdot \underline{g}\|^2}$$

und

$$\underline{g}^T = A^H \cdot (\underline{s}^T - A \cdot \underline{\hat{d}}^T)$$

Das Verfahren umfaßt daher die folgenden Schritte:

- i) Setze $\underline{\hat{d}}$ auf den ersten Schätzwert $\underline{\hat{d}}(1)$ für \underline{d} .
- ii) Setze $\underline{\hat{d}}$ auf den verbesserten ((n+1)-ten) Schätzwert $\underline{\hat{d}} + \delta \cdot \underline{g}$ mit

$$\delta = \frac{\|\underline{g}\|^2}{\|A \cdot \underline{g}\|^2} \quad \text{und} \quad \underline{g}^T = A^H \cdot (\underline{s}^T - A \cdot \underline{\hat{d}}^T).$$

- iii) Wenn keine Rechenzeit mehr zur Verfügung steht, wird $\underline{\hat{d}}$ als Schätzwert für die gesendeten Daten \underline{d} genommen, ansonsten wird die Iteration mit dem Schritt ii) fortgesetzt.

Wenn man als Startwerte für die zu detektierenden Daten $\underline{\hat{d}}^{(k)} = 0$ annimmt, so liefert das Verfahren im ersten Schritt die Lösung des RAKE-Empfängers.

Das Verfahren ist in der Fig. 1 dargestellt. Als Eingabe E müssen das Gesamtsignal, die notwendigen Codes und die Kanalimpulsantworten zur Verfügung stehen. In einem ersten Schritt 1 wird die Detektionslösung $\underline{\hat{d}}$ auf einen ersten Schätzwert $\underline{\hat{d}}(1)$ der gesendeten Daten \underline{d} gesetzt. In einem zweiten Schritt 2 wird die Detektionslösung $\underline{\hat{d}}(2)$ auf einen verbesserten Schätzwert $\underline{\hat{d}}(1) + \delta \cdot \underline{g}$ mit den obigen Definitionen für δ und \underline{g} gesetzt. In dem folgenden Schritt 3 wird geprüft, ob keine weitere Rechenzeit zur Verfügung steht oder ob die Verbesserung ausreichend ist. Ist dies der Fall so wird die Iteration beendet und der verbesserte Schätzwert als Lösung genommen. Steht dagegen weitere Rechenzeit zur Verfügung oder ist die Verbesserung nicht ausreichend, so wird zum zweiten Schritt 2 zurückgekehrt, der verbesserte Schätzwert wird als Ausgangswert genommen und ein weiterer Iterationsschritt durchgeführt.

Fig. 2 zeigt die Struktur eines Detektors, der das oben beschriebene Verfahren durchführt. Eingangsgrößen sind das empfangene Signal \underline{s} sowie die Codes $\underline{c}^{(k)}$ und die Impulsantworten $\underline{h}^{(k)}$. In einem Datenschätzer 4 wird eine erste Schätzung der Daten aus den genannten Eingangsgrößen vorgenommen. Diese erste Schätzung wird über einen Umschalter 7 in einen Schätzungsverbesserer 5 eingegeben. In dem Schätzungsverbesserer 5 wird die erste Schätzung des ersten Datenschätzers 4 unter Verwendung des oben beschriebenen Verfahrens verbessert. In einem Entscheider 6 wird bestimmt, ob einerseits keine Rechenzeit mehr zur Verfügung steht oder ob andererseits die Verbesserung der Schätzung ausreichend ist. In dem Fall, in dem noch Rechenzeit zur Verfügung steht und die Verbesserung nicht ausreichend ist, wird das Ergebnis der ersten Verbesserung wieder über den umgeschalteten Umschalter 7 als neuer Eingangswert auf den Eingang des Schätzungsverbesserers 5 gegeben. Die Iteration wird daher weitergeführt. Andernfalls wird der ermittelte Schätzwert als Wert der zu detektierenden Daten genommen. Ferner umfaßt der Detektor einen Faltungsberechner 8, der aus den Codes $\underline{c}^{(k)}$ und den Kanalimpulsantworten $\underline{h}^{(k)}$ die Größe $\underline{b}^{(k)}$ berechnet.

Fig. 3 zeigt ein Blockdiagramm einer bevorzugten Ausführungsform des Schätzungsverbesserers 5 der Fig. 2. In einer Einheit 9 zur Berechnung des geschätzten Sendesignals wird mit der n-ten Schätzung $\underline{\hat{d}}(n)$ der Daten durch Berechnung von $\underline{A} \cdot \underline{\hat{d}}(n)$ die n-te Schätzung des Sendesignals berechnet und in einem Subtrahierer 10 von dem empfangenen Sendesignal \underline{s} subtrahiert. Aus der Differenz wird in einer Einheit 11 der normalisierte Approximationsterm $\delta \cdot \underline{g}$ berechnet. Diese Einheit 11 umfaßt eine Berechnungseinheit 12 zur Multiplikation der Differenz mit der transponierten Matrix \underline{A}^T , wodurch der n-te Approximationsterm \underline{g} berechnet wird. Aus diesem Term wird ferner in einer Normalisierungseinheit 13 der Normalisierungsfaktor 8 über die oben angegebene Definitionsgleichung berechnet. In einem Multiplizierer 14 wird der normierte Approximationsterm $\delta \cdot \underline{g}$ als Produkt des Normalisierungsfaktors 8 und des Approximationsterms \underline{g} berechnet. In einem Addierer 15 wird dann der (n+1)-te Schätzwert $\underline{\hat{d}}(n+1)$ durch Addition des n-ten Schätzwertes $\underline{\hat{d}}(n)$ und des normierten (n)-ten Approximationsterms $\delta \cdot \underline{g}$ gebildet.

Bezugszeichenliste

E Eingangsdaten	35
1 erster Schritt	
2 zweiter Schritt	
3 Abfrage	
A Ausgangsdaten	
4 Datenschätzer	40
5 Schätzungsverbesserer	
6 Entscheider	
7 Umschalter	
8 Faltungsberechner	
9 Sendesignalberechnung	45
10 Subtrahierer	
11 Berechnung normalisierter Approximationsterm	
12 Berechnung Approximationsterm	
13 Berechnung Normalisierungsfaktor	
14 Multiplizierer	50
15 Addierer	

Patentansprüche

1. Verfahren zur Detektion von CDMA-codierten Signalen $\underline{d} = (\underline{d}^{(1)}, \dots, \underline{d}^{(K)})$, mit $\underline{d}^{(k)} = (\underline{d}_1^{(k)}, \dots, \underline{d}_M^{(k)})$, $k = 1, \dots, K$, dadurch gekennzeichnet, daß das Verfahren die folgenden Schritte aufweist:
 - a) Bestimmen einer ersten Detektionslösung $\underline{\hat{d}}(1)$ der CDMA-codierten Signale \underline{d} ;
 - b) Bestimmen einer (n+1)-ten Detektionslösung $\underline{\hat{d}}(n+1)$ für $n = 1, \dots, N$ als Funktion der n-ten Detektionslösung $\underline{\hat{d}}(n)$ durch die Zuweisung

$$\underline{\hat{d}}(n+1) = f(\underline{\hat{d}}(n)),$$

wobei gilt daß die Iteration für $n \rightarrow \infty$ gegen die Multiuser-Lösung $\underline{\hat{d}}_{MU}$ konvergiert, d. h.

$$f(\underline{\hat{d}}(n)) \xrightarrow{n \rightarrow \infty} \underline{\hat{d}}_{MU},$$

- c) Ist die Güte der Näherungslösung $\underline{\hat{d}}(n+1)$ nicht ausreichend, Zuweisen $n \rightarrow n+1$ und Fortsetzen des Verfahrens mit Schritt b),

- d) Ist die Güte der Lösung $\hat{d}(n+1)$ ausreichend, Beenden des Verfahrens und Verwenden von $\hat{d}(n+1)$ als Schätzwert der zu detektierenden Daten d .
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das Verfahren für $n \rightarrow \infty$ gegen die Lösung des Zero Forcing Block Linear Estimator konvergiert.
- 5 3. Verfahren nach einem der vorangegangenen Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die zu sendenden Symbole $d^{(k)}$ die Werte ± 1 oder $\pm i$ annehmen.
4. Verfahren nach einem der vorangegangenen Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Funktion des Schrittes b gegeben ist durch

10 $f(\hat{d}) = \hat{d} + \delta \cdot g$

mit

15 $\delta = \frac{\|g\|^2}{\|A \cdot g\|^2} \text{ und } g^T = A^H \cdot (\underline{s}^T - A \cdot \hat{d}^T),$

wobei die Matrix A gegeben ist durch

20
$$A = \begin{bmatrix} b^{(1)}_1 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \\ b^{(1)}_Q & 0 & \vdots \\ \vdots & b^{(1)}_1 & \\ b^{(1)}_{Q+W-1} & \vdots & 0 \\ 0 & b^{(1)}_{Q+W-1} & b^{(K)}_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots b^{(K)}_{Q+W-1} \end{bmatrix}$$

25
$$A =$$

30
$$A =$$

mit $b^{(k)} = c^{(k)} \cdot h^{(k)},$

- 35 wobei $c^{(k)}$ die K verschiedenen Codes und $h^{(k)}$ die Impulsantworten der K verschiedenen linearen Übertragungskanäle sind.
5. Verfahren nach einem der vorangegangenen Ansprüche dadurch gekennzeichnet, daß als 1-te Detektionslösung zum Starten der Iteration die Lösung $\hat{d}^T(1) = A^H \cdot \underline{s}^T$ des RAKE-Empfängers verwendet wird.
- 40 6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1-4, dadurch gekennzeichnet, daß die erste Detektionslösung zum Starten der Iteration auf Null gesetzt wird.
7. Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1-6, dadurch gekennzeichnet, daß die Vorrichtung einen Datenschätzer (4) zur Bestimmung einer ersten Detektionslösung, einen Schätzungsverbesserer (5) zur Bestimmung einer verbesserten Detektionslösung und einen Entscheider (6) zur Entscheidung über die Fort-
- 45 setzung der Iteration aufweist.
8. Vorrichtung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß der Schätzungsverbesserer (5) eine Einheit (9) zur Berechnung eines geschätzten Sendesignals, eine Einheit (11) zur Berechnung des normalisierten Approximationsterms $\delta \cdot g$ und einen Addierer (15) zur Berechnung der verbesserten Schätzung aufweist.
9. Vorrichtung nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß die Einheit (11) zur Berechnung des normalisierten Approximationsterms $\delta \cdot g$ eine Einheit (12) zur Berechnung des Approximationsterms g , eine Einheit (13) zur Bere-
- 50 rechnung des Normalisierungsfaktors δ und einen Multiplizierer (14) zur Berechnung des normalisierten Approximationsterms aufweist.

Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

55

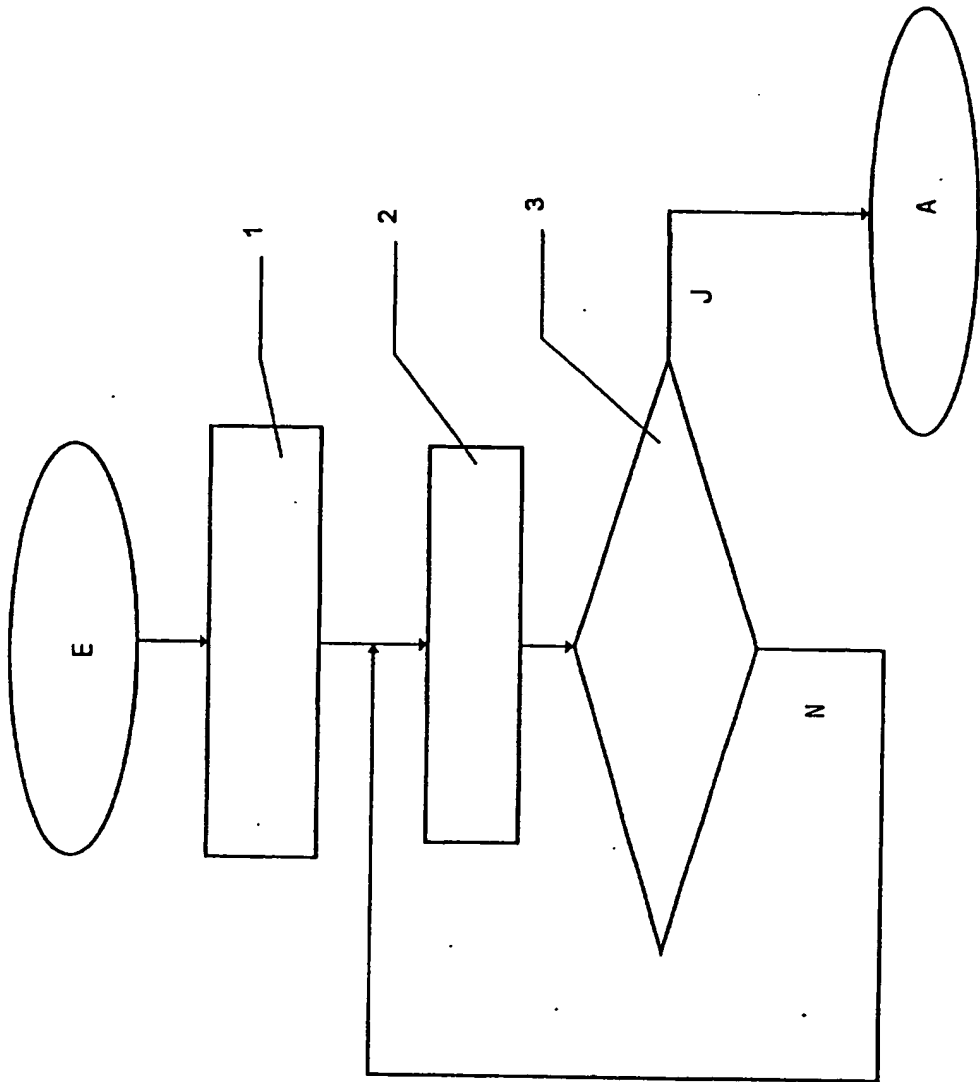
60

65

- Leerseite -

THIS PAGE BLANK (USPTO)

Fig. 1



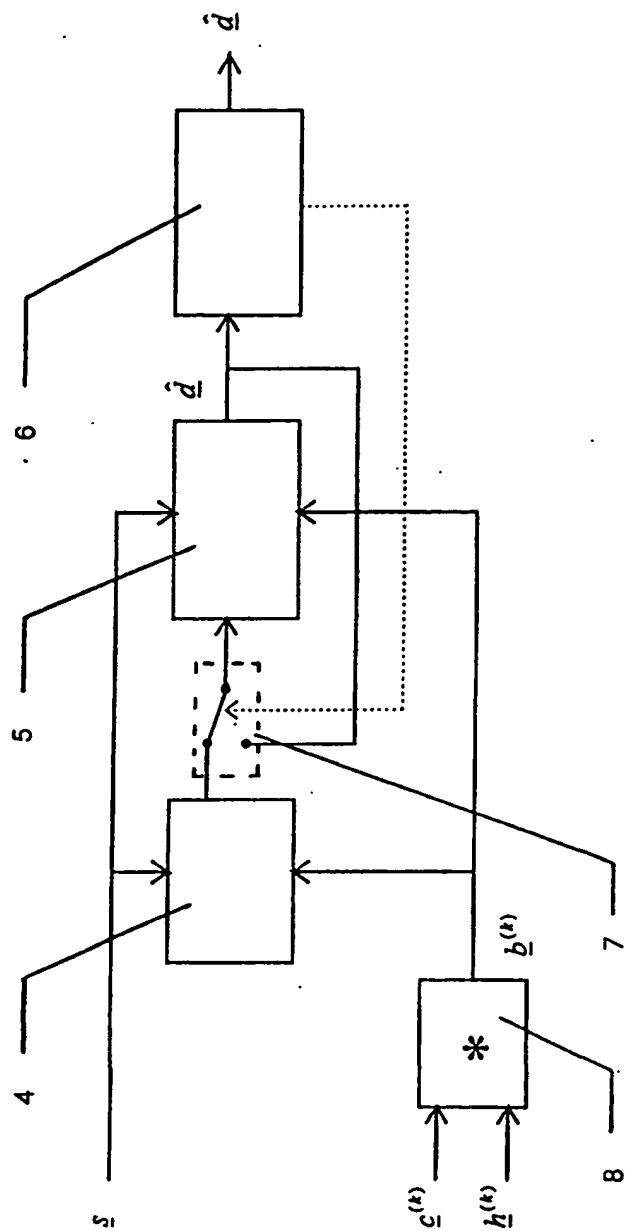
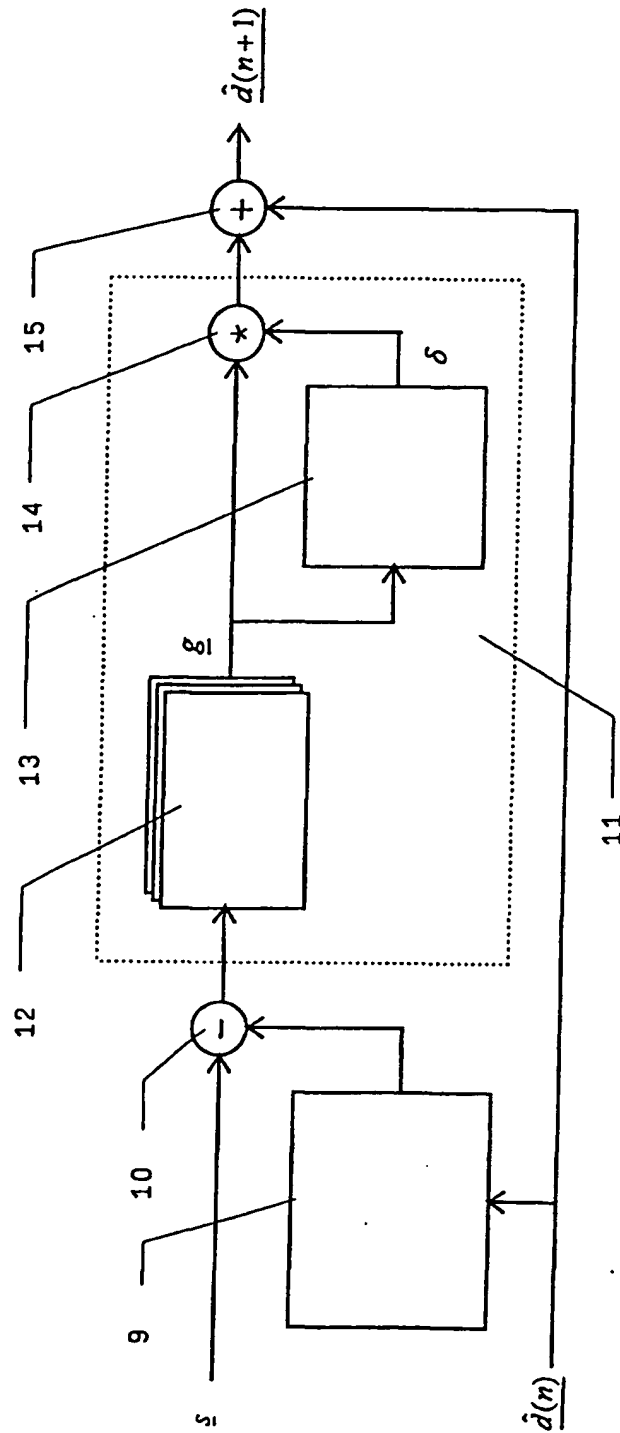


Fig. 2

Fig. 3



DE 19841578

AV 6077099

Abstract

The method involves determining a first detection solution for the CDMA coded signals. There is a subsequent determination of an $(n+1)$ th detection solution $\hat{d}(n+1)$ for $n=1, \dots, N$ as a function of the n th detection solution using $\hat{d}(n+1) = f(\hat{d}(n))$, where the iteration for n to infinity is convergent with respect to the multi-user solution. If the quality of the approximate solution is not adequate, assigning n to $n+1$ and iterating the process with the second step; and if the quality of the solution is adequate, terminating the process and using $\hat{d}(n+1)$ as the estimate of the data to be detected. An Independent claim is also included for an arrangement for implementing the method.